

大功率 IGBT 器件及其组合多时间尺度动力学表征研究综述*

肖飞, 马伟明, 罗毅飞, 刘宾礼, 贾英杰, 李鑫

(海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 湖北武汉 430033)

摘要:在提出电力电子器件及其组合多时间尺度动力学表征需求的前提下,以目前常用的全控型电力电子器件——绝缘栅双极晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)为例,系统分析并归纳了目前在 IGBT 及其组合多时间尺度动力学表征研究方面的进展和成果,包括作为基础的大功率 IGBT 及其组合多时间尺度电热瞬态建模方法、基于模型的大功率 IGBT 模块失效量化表征方法以及用于辅助分析的 IGBT 组合多速率仿真方法。此外,介绍了基于 IGBT 多时间尺度模型的装置应用设计案例。从建模方法、可靠性评估、仿真手段以及应用设计四个方面系统全面地阐述了大功率 IGBT 及其组合多时间尺度的动力学表征方法,可为电力电子混杂系统的精确设计提供电力电子器件层面的理论和技术支撑。

关键词:绝缘栅双极晶体管;多时间尺度;电热瞬态建模;失效量化表征;多速率仿真

中图分类号:TN322 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2021)06-108-19

Review of dynamic characterization research of high power IGBTs and their combinations under multiple time scales

XIAO Fei, MA Weiming, LUO Yifei, LIU Binli, JIA Yingjie, LI Xin

(National Key Laboratory of Science and Technology on Vessel Integrated Power System, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: Based on demand of multiple time scale dynamic characterization of power electronic devices and their combination, the recent research progress and achievements on the widely used full-control power electronic devices—IGBTs (insulated gate bipolar transistors), were analyzed systematically, including the multiple time scales electro-thermal modeling of high power IGBTs and their combinations, quantitative failure evaluation methods based on the multiple time scales model and the assisted multi-rate simulation method. Furthermore, applications of the models were introduced in power electronic instruments design. In conclusion, the dynamic characterization method of high power IGBTs and their combinations under multiple time scales were presented from four aspects of modelling method, reliability evaluation, simulation method and application design, which can bring theoretical and technical support of power electronic devices to precise design of power electronic hybrid system.

Keywords: insulated gate bipolar transistor; multiple time scales; electro-thermal transient modeling; quantitative failure characterization; multi-rate simulation

现代大容量电力电子装置和系统是一种多时间尺度的电力电子混杂系统,其中,全控型电力电子器件——绝缘栅双极晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)是实现高性能电能变换与控制的核心部件,它一方面可以保证电能变换装置具有良好的动、静态性能,另一方面可以降低整个装置的体积、成本、噪音和减少维护等。IGBT综合了金属-氧化物半导体场效应晶体管(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor, MOSFET)和双极结型晶体管(Bipolar Junction Transistor, BJT)的结构,具有驱动简单、功率等级

高、功耗小、热稳定性好等优点,被广泛应用于各种中、大功率电力电子装置中。

电力电子器件及其组合混杂系统包含各种不同时间尺度运行的器部件,其工作状态、机理描述以及电、磁、热等特性均表现出复杂的动力学行为。既有单个器件的开关瞬态载流子运动的纳秒级过程,又有组合开关的微秒级过程,同时也有贯穿始终的热传递过程;既有器件内部物理关系,又有器件与其他连接部件及其组合之间的耦合关系。目前的电力电子混杂系统装置应用设计中大多还未考虑多时间尺度下核心功率半导体器件瞬

* 收稿日期:2020-05-20

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51490681);国家重点基础研究发展计划资助项目(2015CB251004)

作者简介:肖飞(1977—),湖北武汉人,男,教授,博士,博士生导师, E-mail:xfeyninger@qq.com;

马伟明(通信作者),男,教授,博士,博士生导师, E-mail:ma601901@vip.163.com

态动力学特性及其耦合关系,遵循的是静态或准静态设计准则与方法,难以实现系统的精确设计,无法保证全工作边界内系统的性能与安全,难以克服经济性与可靠性之间的矛盾。因此,迫切需要查明电力电子器件及其组合混杂系统多时间尺度的动力学表征方法,为电力电子装置的精确、可靠设计提供器件层面的支撑。

目前,国内外对大功率电力电子器件及其组合多时间尺度动力学表征的研究还不多,近几年才逐步兴起,主要包括三个方面。①多时间尺度电热耦合建模:传统电力电子系统设计针对不同层面的需求,可将器件模型分为四类——行为模型、物理模型、数值模型以及混合模型^[1]。建立了场终止型 IGBT 的载流子级开关瞬态模型^[2-3],同时实现了平面栅与沟槽栅结构的统一建模^[4];建立了 PIN 功率二极管的改进物理模型^[5-6],可实现二极管开关瞬态以及极端工况例如夹断现象的模型表征;针对装置输出周期时间尺度,通过对模型的简化,实现了大时间尺度例如毫秒级的器件组合仿真,将复杂模型应用于复杂电路仿真中^[7-8];将电气和传热模型进行耦合,建立了不同时间尺度结温预测模型,实现了针对不同对象、不同应用工况的器件组合结温的有效评估^[9-10]。②失效量化评估:以可靠性为目标的电力电子系统设计和研究也越来越受到重视^[11],这对功率半导体器件模型提出了新的需求。早期研究基于半导体物理对续流二极管开关瞬态浪涌电流能力进行了分析^[12];对 IGBT 瞬态电击穿失效进行了研究,查明了器件的瞬态电热击穿失效机理,但缺乏对边界的准确刻画^[13];提出了一种基于热平衡分析的器件极限应用评估方法^[14];从材料的角度对 IGBT 模块焊料层疲劳和键合引线疲劳导致的器件失效机理进行了分析,实现了器件寿命评估从定性和基于数理统计的粗略评估^[15-16]到基于材料微观特性和模块端口特征量变化的精细评估^[17-18]的提升,并逐步向装置中的器件可靠性精确量化评估推进。③混杂系统多速率仿真方法:主要针对目前电力电子器件仿真分析所采用的路-路耦合、场-场耦合以及场-路耦合三种仿真模式。通过热-电比拟的思想将阻容(Resistion-Capacitor, RC)热网络引入 Spice, Saber 等电路仿真平台,构建了基于路-路耦合的电热仿真方法^[19-20],具有计算效率高的优势;场-场耦合方法基于有限元法(Finite Element Method, FEM)实现,可对 IGBT 的温度、应力特性进行精确求解,但仿真效率低且较难对电气特性进行准

确的表征^[21-23]。场-路耦合基于电路与热场的联合仿真,可兼顾电路仿真的高效和 FEM 仿真的高精度等优势,例如热仿真软件 Icepak 与电路仿真软件 Simplorer 的联合,但作用过程是单向的^[24];文献[25-26]提出基于 Pspice-Comsol 的场-路双向耦合多速率仿真方法,实现了电气特性和温度、应力场的高效仿真。

因此,国内外在电力电子器件多时间尺度动力学表征研究方面,取得了一定的进展和成果,研究仍在持续开展中。本文着眼于电力电子器件基础研究及其对电力电子装置的应用支撑,以 IGBT 为例,从器件的建模方法入手,再到基于模型的失效量化评估以及关键仿真方法,最后实现对装置可靠设计的支撑,系统阐述了大功率 IGBT 及其组合多时间尺度动力学表征方法,可为电力电子混杂系统的精确设计提供器件层面的理论指导和技术支撑。

1 大功率 IGBT 及其组合多时间尺度电热瞬态建模

由于电力电子系统的多时间尺度特性,其核心开关器件的工作表现出复杂的多物理场耦合特性,如图 1 所示,不同物理场又表现出不同的时间尺度特性。

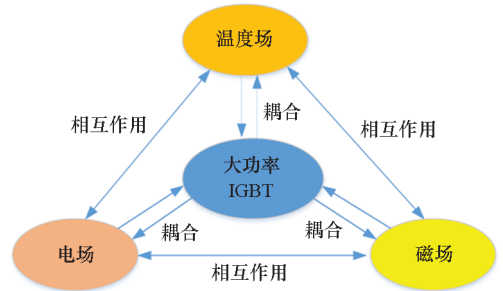


图 1 IGBT 器件工作复杂多物理场耦合作用

Fig. 1 Multiple physics fields coupling of IGBT operation

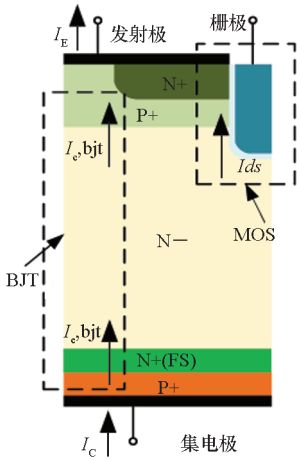
针对这一特点,作者团队提出了采用多时间尺度建模的思想,以 IGBT 为例建立了器件及其组合多时间尺度电热瞬态模型,实现了瞬态特性的精确表征。建模包括电气建模和传热建模。多时间尺度电气模型由表征时间尺度的不同,可分为针对开关瞬态的纳秒至微秒级时间尺度,用于精确表征器件瞬态过程;针对电能变换装置输出周期的微秒至十毫秒级时间尺度,用于表征器件在输出周期内的关键特性,例如电压、电流尖峰。多时间尺度传热模型由于表征时间尺度的不同又可分为针对器件开关瞬态的百纳秒至微秒级时间尺度、针对器件开关周期非稳态的毫秒级时间尺度以及针对电能变

换装置输出周期稳态秒级时间尺度。

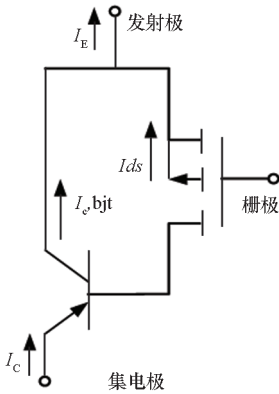
1.1 IGBT 多时间尺度电气建模方法

1.1.1 纳秒至微秒级瞬态电气建模

IGBT 可以看作是金属-氧化物半导体 (Metal-Oxide-Semiconductor, MOS) 和 BJT 的复合结构, 典型场终止型 IGBT 结构如图 2 所示, 其运行特性本质上是由内部载流子的激发和运动决定的^[27]。因此, IGBT 纳秒至微秒级瞬态电气建模, 针对的是器件内部载流子运动的瞬态特性表征, 一般采用的是基于半导体物理的建模方法, 也称为物理模型。



(a) IGBT 物理结构
(a) Physical structure of IGBT



(b) IGBT 等效电路
(b) Equivalent circuit of IGBT

图 2 IGBT 物理结构及其等效电路

Fig. 2 Physical structure and equivalent circuit of IGBT

物理模型的建模原理是基于载流子运动和分布的基本方程: 电流密度方程和载流子连续性方程^[28]。电流密度方程如式(1)所示, 即总电流由漂移电流和扩散电流组成。

$$\begin{cases} J_p(x, t) = qp(x, t)\mu_p E + qD_p \frac{dp(x, t)}{dx} \\ J_n(x, t) = qn(x, t)\mu_n E + qD_n \frac{dn(x, t)}{dx} \end{cases} \quad (1)$$

载流子连续性方程如式(2)所示, 即载流子电荷变化与产生电流、复合电流和扩散电流有关。

$$\begin{cases} \frac{d\delta p(x, t)}{dt} = -\frac{dJ_p(x, t)}{qdx} + G_p - \frac{\delta p(x, t)}{\tau_p} \\ \frac{d\delta n(x, t)}{dt} = -\frac{dJ_n(x, t)}{qdx} + G_n - \frac{\delta n(x, t)}{\tau_n} \end{cases} \quad (2)$$

基于式(1)和式(2), 可得到基区载流子双极扩散方程 (Ambipolar Diffusion Equation, ADE), 在基区大注入条件下, 可简化为如下形式^[23]:

$$\frac{d^2\delta p(x, t)}{dx^2} = \frac{\delta p}{L^2} + \frac{1}{D} \frac{d\delta p(x, t)}{dt} \quad (3)$$

通过对 ADE 的求解, 得到载流子分布和运动特性, 进而得到电流和电压的瞬态特性。因此, 物理建模的核心是求解 ADE。根据求解方法的不同, 作者团队将现有物理建模归纳为形函数法、空间变换法、时间变换法以及集总电荷法^[29]。

1) 形函数法

形函数法是基于载流子稳态分布, 再叠加动态扰动, 建立载流子的近似分布, 然后代入 ADE 进行模型的求解。具有代表性的是 Hefner 模型和 Kraus 模型, 它们的区别主要表现在暂态过程求解中使用形函数的不同。

Hefner 模型使用式(4)所示一阶线性分布来描述开关瞬态载流子在基区内的分布^[30]。

$$\delta p(x, t) = P_0(t) \left(1 - \frac{x}{W(t)}\right) \quad (4)$$

Kraus 模型^[31]采用式(5)多项式拟合开关瞬态基区过剩载流子分布。暂态过程更为精确, 但拟合参数多, 模型计算量和使用难度增大。

$$\frac{\partial\delta p(x, t)}{\partial t} = \frac{\partial P_0(t)}{\partial t} \left(1 - \frac{x}{W(t)}\right)^n + \frac{\partial P_w(t)}{\partial t} \left(\frac{x}{W(t)}\right)^n + K \left[\left(\frac{x}{W(t)}\right)^2 - \frac{x}{W(t)} \right] \quad (5)$$

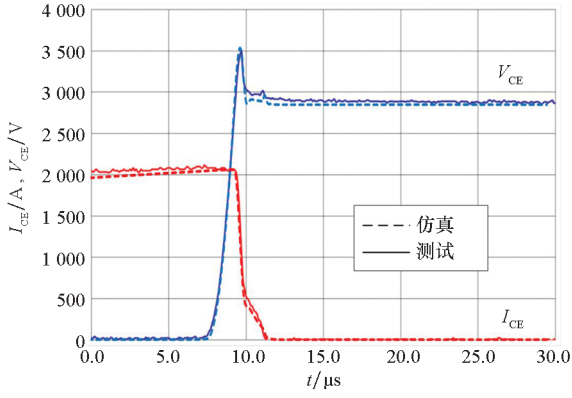
Hefner 建模方法由于忽略瞬态过程基区载流子复合, 对高压宽基区器件的表征存在较大误差^[28]。为此, 国内学者将二维 Hefner 模型扩展为三维模型^[32], 作者团队也对 Hefner 模型进行改进, 考虑基区瞬态载流子复合, 实现了高压 IGBT 开关特性的准确表征^[2-3], 如图 3 所示。

英飞凌也提出一种改进的 Hefner 模型^[33], 将 IGBT 基区载流子分布采用分区形函数进行表征, 提高了模型精度, 但也大大增加了模型复杂度和参数提取数量, 限制了模型的应用。

形函数法能够表征器件的物理机理, 同时也可以仿真效率与精度中取得较好的折中。

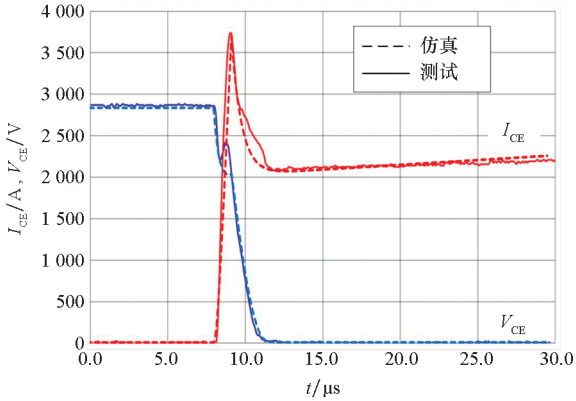
2) 空间变换法

空间变换法是对空间变量 x 进行级数变换来



(a) 关断瞬态波形

(a) Turn-off transient waveforms



(b) 开通瞬态波形

(b) Turn-on transient waveforms

图 3 高压压接型 IGBT 改进 Hefner 模型瞬态仿真^[2]

Fig. 3 Transient simulation of high voltage press pack IGBTs with optimized Hefner model

近似求解 ADE^[34], 如傅里叶级数求解方法:

$$p(x, t) = P_0(t) + \sum_{k=1}^{\infty} P_k(t) \cos\left[\frac{k\pi(x - x_1)}{x_2 - x_1}\right] \quad (6)$$

系数 $P_k(t)$ 可等效为图 4 所示串联 RC 网络中的电压 V_k 进行求解。国外 Palmer 等、国内 Xue 等采用该方法, 建立了 IGBT 模型^[35-36]。

空间变换模型可根据仿真精度和计算量要求合理选择 k 值, 但该方法较为复杂, 模型参数多且提取困难, 无法反映 IGBT 内部物理特性。

3) 时间变换法

时间变换法是对时间变量 t 进行级数变换以求解 ADE。利用 IGBT 稳态边界条件求解基区载流子分布, 再代入电流密度方程, 求得基区集电极边缘处电流, 如式(7)所示, 再利用 Pade 多项式近似表示成图 5 的等效电路进行求解^[37]。

$$I_1(s) = \frac{1+b}{b} \left[\left(\frac{Q_0}{\tau}\right)^2 \frac{1}{I_R} + \left(\frac{Q_0}{\tau}\right) F(u) \right] \quad (7)$$

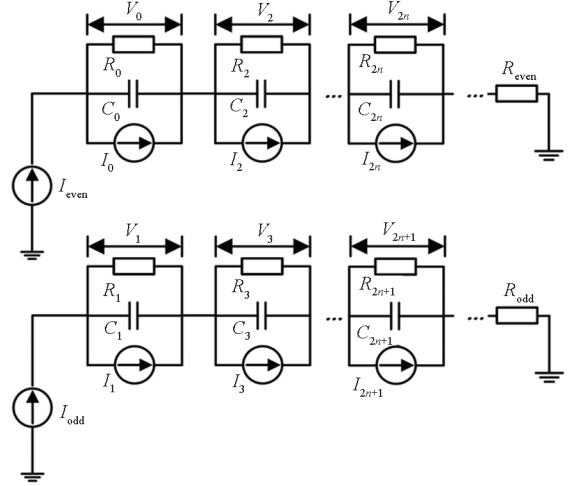


图 4 求解傅里叶分解系数的等值 RC 网络

Fig. 4 Equivalent RC network for solving the coefficient of Fourier transform

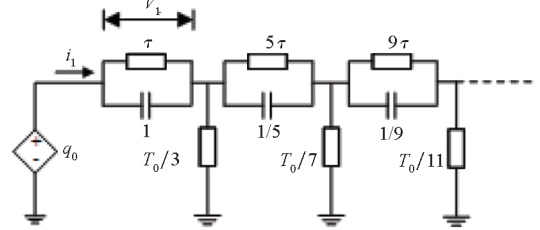


图 5 拉普拉斯变换等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of Laplace transform

Strollo 首先应用该方法建立了 IGBT 和二极管物理模型^[37]。

时间变换模型的精度和复杂度均与等效电路的阶数有关, 且变换后也不能反映内部物理特性。因此, 也没有得到广泛应用。

4) 集总电荷法

集总电荷法是对 IGBT 基区进行分区, 将各区域内电荷浓度等效为该区域内一个点的电荷浓度, 各个点的电荷浓度之间近似认为线性分布, 再利用 KCL 和 KVL 建立这些集总电荷点之间的关系来表征载流子在基区内的分布和运动, 如图 6 所示。由于集总电荷法不用求解 ADE, 而是直接将基区电流表示成空穴电流和电子电流的形式, 因此, 收敛性更好, 如式(8)所示。

$$\begin{cases} i_p(x, t) = \frac{q_{p3}}{T_{p,23}} \frac{V_{23}}{\phi_t} + \frac{q_{p2} - q_{p3}}{T_{p,23}} \\ i_n(x, t) = \frac{q_{p3} + Q_m}{T_{n,23}} \frac{V_{23}}{\phi_t} + \frac{q_{p2} - q_{p3}}{T_{n,23}} \end{cases} \quad (8)$$

该方法由 Lauritzen 等提出, 由 Iannuzzo 等应用于 IGBT 的建模^[38]。

传统集总电荷法采用了有限节点数的简化, 精度一般。为此, 作者团队提出了一种新的集总

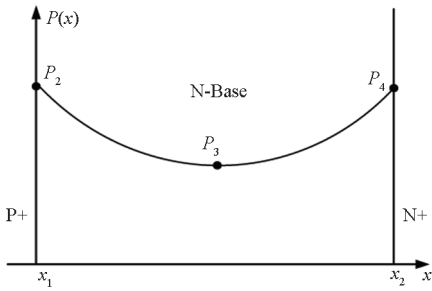
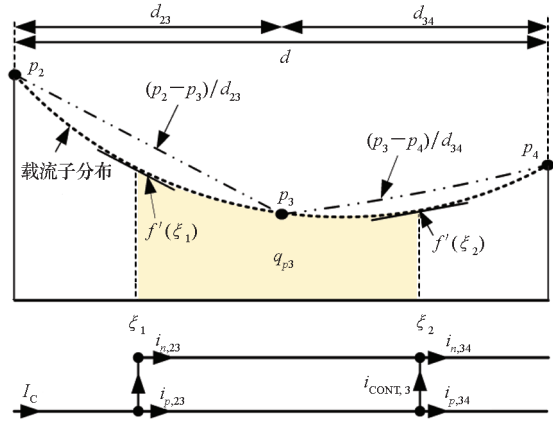


图 6 传统集总电荷模型分区

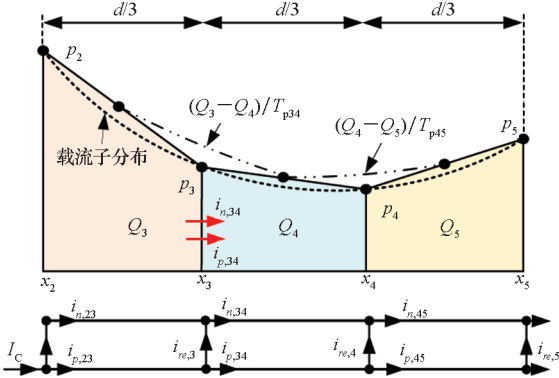
Fig. 6 Subregion of the traditional lumped charge model

电荷建模方法,将点电荷转变为体电荷来代替区域内的电荷浓度,重新定义了集总电荷电流,显著提升了模型精度^[39],如图 7 所示,图 7 中彩色部分面积与虚线和坐标轴围成的面积之差为集总电荷模型误差。



(a) 传统集总电荷模型

(a) Traditional lumped charge model



(b) 新集总电荷模型

(b) New lumped charge model

图 7 集总电荷模型误差对比

Fig. 7 Simulation error comparison

上述四类物理建模方法均能用于单个 IGBT 纳秒至微秒级电路仿真。各模型之间的对比如表 1 所示^[29]。

表 1 IGBT 物理模型建模方法对比

Tab. 1 Comparison of different modeling methods for base region in IGBT physical model

模型名称	物理意义	载流子动态表征	仿真精度	模型收敛性
形函数模型	直观	需预置	一般	一般
空间变换模型	不直观	能够	高	一般
时间变换模型	不直观	需预置	一般	一般
集总电荷模型	直观	能够	一般	好

近年来随着建模研究的深入,对于器件组合仿真也有报道。例如,作者团队将改进的 Hefner 模型以及建立的新集总电荷模型用于器件串并联特性的表征研究,实现了 IGBT 串并联组合电气特性的准确表征^[2,40]。

1.1.2 微秒至十毫秒级瞬态电气建模

针对器件在装置中的瞬态特性仿真,时间尺度按照装置的输出周期,一般为十毫秒级。由于纳秒至微秒级模型复杂,装置级电路仿真效率极低且易发生不收敛问题,因此,需要建立微秒至十毫秒级仿真模型,既能对开关瞬态电压电流尖峰等关键量进行表征,又能满足装置仿真的需求。

根据建模方法的不同,微秒至十毫秒级瞬态建模可归纳为三类。

1) 等效电路模型:由电流源、电容、电阻等元器件组成等效电路来模拟 IGBT 瞬态行为^[41]。也有考虑 IGBT 基区存储电荷效应的改进等效模型^[42],如图 8 所示,但结构较复杂,对工况的依赖性较大,难以表征温度的影响,适用范围有限。

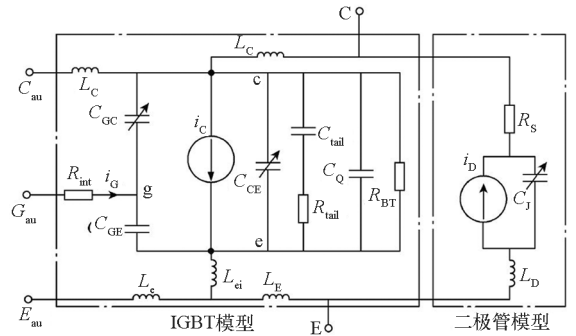


图 8 大功率 IGBT 模块等效电路模型^[42]

Fig. 8 Equivalent circuit model of high power IGBTs^[42]

2) 拟合模型:将 IGBT 作为“黑盒”,基于数据拟合来模拟器件开关特性^[43]。近年来,有学者采用神经网络算法,对开关特性中的延迟时间、上升时间等参数进行预测^[44],开关特性 BP 神经网络模型如图 9 所示,但该方法需要大量测试数据,适

用工况有限。

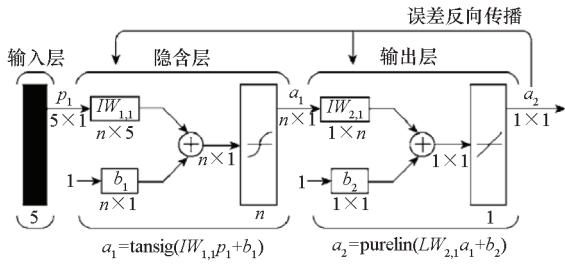
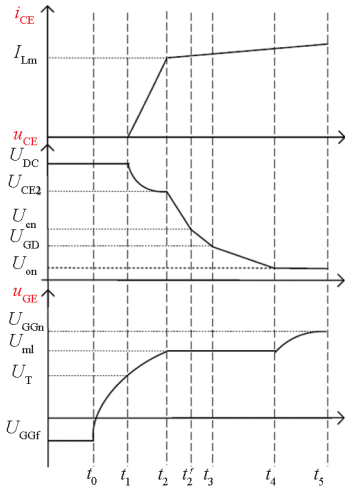


图 9 开关特性 BP 神经网络模型^[44]

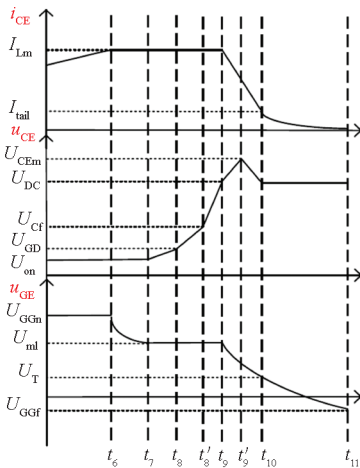
Fig.9 BP neural network of switching transient^[44]

3)分段模型:根据物理机理对开关瞬态进行分段,采用线性或低阶拟合相结合,模拟瞬态过程^[45-46]。由于拟合系数依赖于工况,该方法适用范围有限。为此,作者团队也提出了一种基于物理模型的分段简化建模方法^[7, 47],如图 10 所示。



(a) 开通瞬态分段

(a) Piece wise of turn-on



(b) 关断瞬态分段

(b) Piece wise of turn-off

图 10 IGBT 开通和关断瞬态分段示意图

Fig.10 Piece wise scheme of turn on and turn off transient

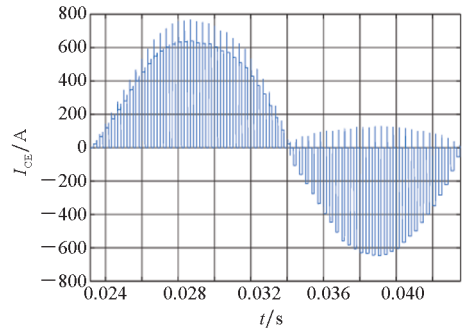
由于关键瞬态过程参数例如电流比例系数 β 采用了物理模型表征,如式(9)~(12)所示,因此该方法可表征不同工况尤其是温度的影响,在仿真精度和仿真效率间取得了较好的折中。简化模型在逆变装置的输出电流、电压仿真波形如图 11 所示。

$$I_p = \frac{I_{CE}}{1 + b_L} \left(\frac{W_L^2}{W_{eff}^2} - \frac{\tau_{Hb}}{\tau_{Ab}} + \frac{\tau_{Hb}}{\tau_r} \right) + Q_T \left(\frac{1}{\tau_{Ab}} + \frac{1}{\tau_r} \right) \quad (9)$$

$$I_n = I_{mos} + (C_{DSJ} + C_{GD}) \frac{dU_{ds}}{dt} - C_{GD} \frac{dU_{GE}}{dt} \quad (10)$$

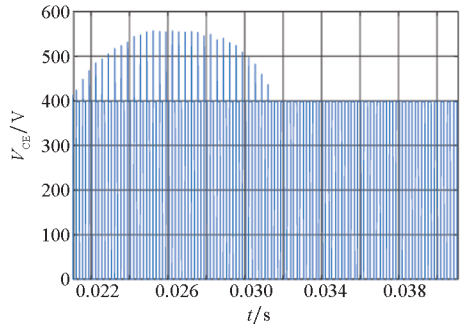
$$I_{CE} = I_n + I_p \quad (11)$$

$$\beta = I_{mos} / I_{CE} \quad (12)$$



(a) IGBT 电流波形

(a) I_{CE} waveform of IGBT



(b) IGBT 电压波形

(b) V_{CE} waveform of IGBT

图 11 简化模型在逆变装置的输出电流、电压仿真波形^[7]

Fig.11 Simulation waveforms of output current and voltage of the simplified model in an inverter^[7]

针对十毫秒级以上时间尺度的仿真模型,可以在十毫秒级模型的基础上,进一步作线性简化,提高仿真效率,其原理和十毫秒级模型相同,如图 12 所示^[7]。因此,不再赘述。

1.2 IGBT 多时间尺度传热建模方法

热特性是影响电力电子器件运行特性的重要因素,也是表征电力电子器件健康状态的重要参数。因此,多时间尺度传热建模是实现器件特性

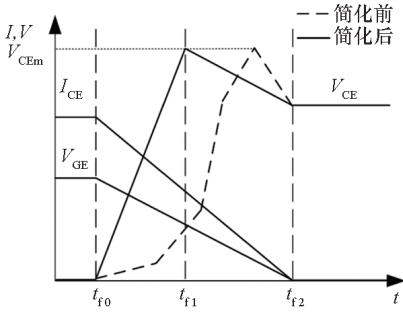


图 12 分段模型的进一步简化

Fig. 12 Further simplification of the piece wise model

准确表征以及可靠性评估的重要支撑。

文献[48]根据应用对象的不同,将 IGBT 传热模型分为电路、系统和环境三个尺度。作者团队根据能量传输和热网络结构特点,建立了 IGBT

多时间尺度结温预测模型,包括短时瞬态微秒级、非稳态毫秒级以及稳态秒级时间尺度^[10]。

1.2.1 短时瞬态微秒级结温预测模型

该时间尺度结温预测模型,针对的是短时能量作用,热量几乎全部作用于芯片。其判断标准为热量产生时间小于 IGBT 芯片与其相邻层热传递的延迟时间,因此一般为微秒级,结温计算如式(13)所示。

$$T_j = \frac{\int_0^t P_{in} \cdot dt}{C \cdot m} + T_c \quad (13)$$

作者团队基于器件物理模型计算的损耗和吸放热模型计算的结温之间的传递,实现瞬态电热耦合仿真,如图 13 所示,可对 IGBT 短时脉冲或短路工况下的结温进行准确表征^[10]。

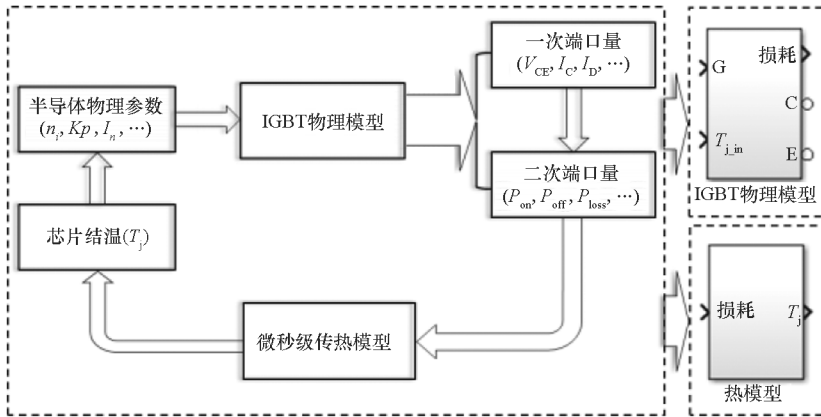


图 13 微秒级结温预测模型

Fig. 13 μs-level junction temperature prediction model

1.2.2 非稳态毫秒级结温预测模型

该时间尺度结温预测模型针对的是产热与散热未达到平衡的非稳态,介于短时瞬态和稳态之间,为毫秒级。该时间尺度的传热模型基于 IGBT7 层封装结构各层间的传热时间常数之间的关系,进行了降阶,如图 14 所示^[48]。

基于开关能量随电压电流的变化规律,建立毫秒级时间尺度下的器件等效损耗与电压电流的关系;基于毫秒级传热模型,建立适用于非稳态毫秒级结温预测模型,如图 15 所示^[10]。该模型主要用于电力电子装置非稳态脉冲序列工作模式下的器件结温表征。

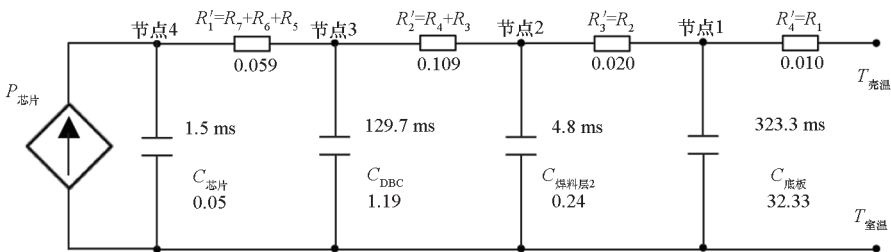


图 14 适用于毫秒级热仿真的 IGBT 传热模型

Fig. 14 IGBT heat transfer model using in ms-level thermal simulation

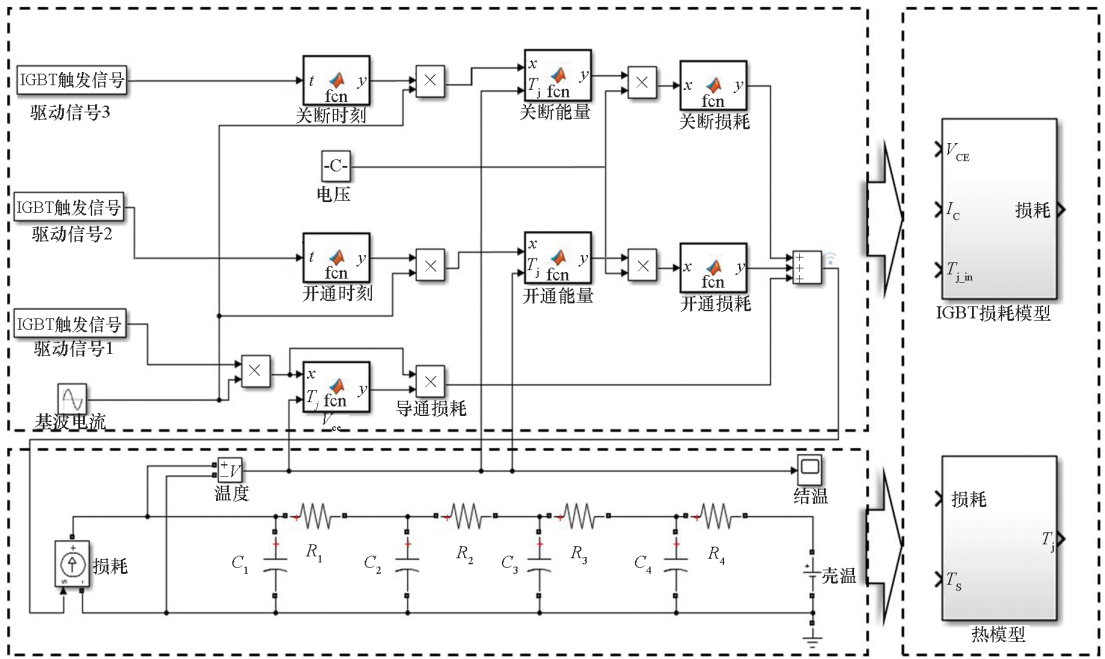


图 15 毫秒级结温预测模型

Fig. 15 ms-level junction temperature prediction model

1.2.3 稳态秒级结温预测模型

适用于秒级热仿真的 IGBT 结温预测模型, 针对的是产热与散热达到平衡的热传递稳态, 由传热网络结构各层的时间常数决定为秒级。该时间尺度的传热模型基于毫秒级传热模型进行了进一步降阶, 如图 16 所示^[48]。

将 IGBT 开关周期毫秒级时间尺度内的损耗等效到输出周期内, 得到秒级时间尺度下的损耗模型。进而, 结合秒级传热模型, 建立了秒级结温预测模型, 如图 17 所示。该模型主要用于电力电

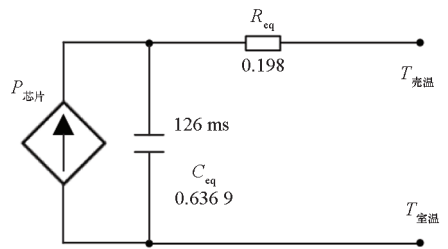


图 16 适用于秒级热仿真的 IGBT 传热模型

Fig. 16 IGBT heat transfer model using in-s-level thermal simulation

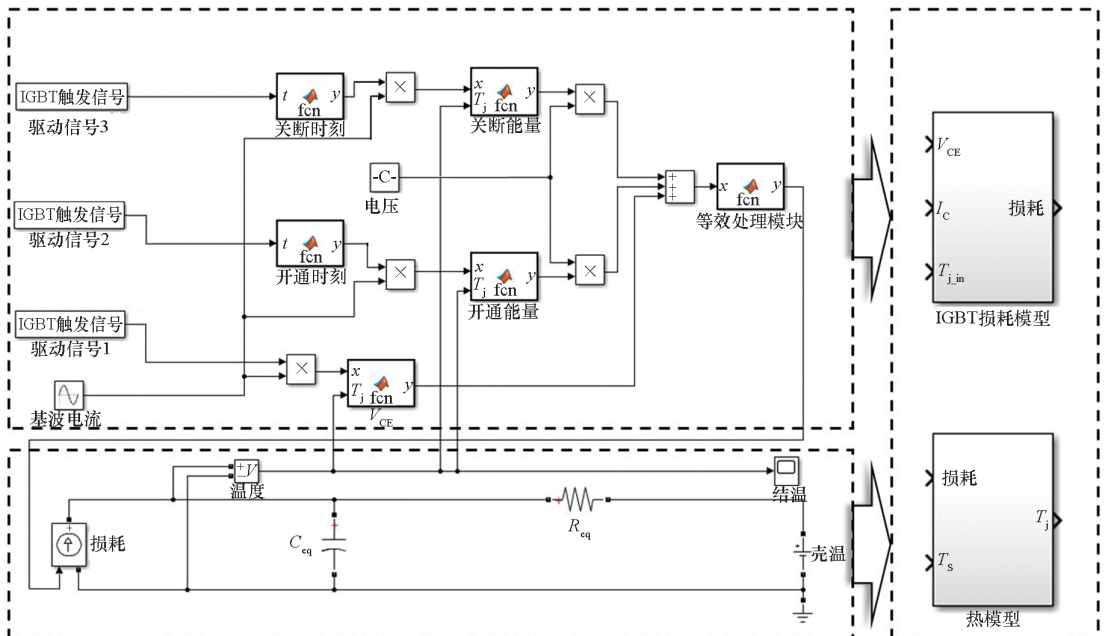


图 17 秒级结温预测模型

Fig. 17 s-level junction temperature prediction model

子装置的稳态工频周期工作模式下的器件结温表征。

综上,IGBT 多时间尺度结温预测模型与传统

模型对比如表 2 所示。在取得较高结温预测精度(5%)的前提下^[10],多时间尺度模型实现了仿真效率的大幅提升。

表 2 IGBT 多时间尺度结温预测模型对比

Tab. 2 Comparison among multiple time scales junction temperature prediction models

特征模型	时间尺度与对应过程	损耗	IGBT 模型	热量状态	传热模型	仿真步长/s	装置工作模式	效率提升(倍数)
$M_{\mu s}$	微秒, 开关瞬态	精确的开关瞬态能量	物理模型	短时瞬态	吸放热模型	10^{-12}	短时瞬态脉冲或短路	1
M_{ms}	毫秒, 开关周期	等效开关瞬态能量	固定时间内的等效开关损耗模型	非稳态	降阶 RC 传热模型	10^{-6}	非稳态脉冲序列	4.28×10^3
M_s	秒, 基波周期	开关周期内的平均能量	IGBT 开关周期内的平均损耗模型	稳态	等效一阶 RC 传热模型	10^{-3}	稳态工频周期	6.17×10^3

2 大功率 IGBT 模块失效量化表征方法

现有器件失效评估方法主要包括定性、半定量和定量的方法^[49]。多时间尺度建模的另一个重要目的是为器件的失效量化评估提供支撑。针对器件失效的三个阶段——缺陷、随机、疲劳失效,缺陷失效主要与器件的制备材料和工艺有关,因此基于模型的器件失效量化表征主要针对随机(瞬态)失效和疲劳失效。

2.1 瞬态失效表征方法

器件的瞬态失效主要分为电击穿失效和热击穿失效^[49]。前者主要与雪崩击穿相关,包括静态和动态雪崩;后者主要与结温相关,涉及损耗和传热之间的关系。而这些特性的表征均与器件的多时间尺度模型有着重要的联系。

2.1.1 电击穿失效量化表征

IGBT 电击穿多发生在器件的关断瞬态,由于电路杂散电感的存在,关断时 IGBT 集射极会产生电压尖峰,一旦超过器件的击穿电压耐量,将发生雪崩击穿。因此,电击穿量化表征的核心是雪崩击穿电压的表征。

1) 静态雪崩击穿量化表征。IGBT 小电流关断时,耐压接近静态雪崩击穿电压。IGBT 芯片的平面结横向拓展会在边缘终端处形成柱面结、球面结,使结面曲率减小,电场集中明显,芯片边缘处耐压较中心处大幅降低,在过压关断时率先发生电压击穿^[49],如图 18 所示。对于静态雪崩击穿电压的表征,一种是根据单次雪崩冲击实验求

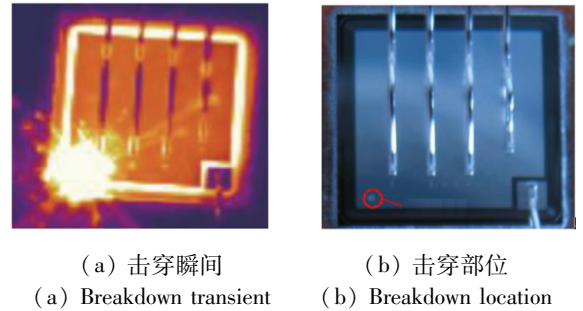


图 18 小电流关断电压击穿现象
Fig. 18 Voltage breakdown at turn off under small current

解器件的雪崩耐量来确定击穿电压边界^[50];一种是根据元胞结构和掺杂浓度推导击穿电压,如式(14)所示 FS 型 IGBT 静态击穿电压^[14];还有一种是采用 TCAD 设计软件对不同终端结构下的击穿电压进行仿真分析^[51]。

$$\begin{cases} V_A = V_{cbo}(1 - \alpha)^{\frac{1}{n}} \\ \alpha = \operatorname{sech}\left(\frac{W_B - W_d}{\sqrt{D\tau}}\right) \\ V_{cbo} = W_B \left[\frac{2qN_B(8 \times 10^3 N_B^{-0.75})}{\epsilon_{Si}\epsilon_0} \right]^{\frac{1}{2}} - \frac{qN_B W_B^2}{2\epsilon_{Si}\epsilon_0} \end{cases} \quad (14)$$

2) 动态雪崩击穿量化表征。在 IGBT 硬关断过程,由于电流较大,发射极侧的最大电场受到局部电荷密度的强烈影响,达到碰撞电离的临界值,这种现象即为动态雪崩现象。动态雪崩发生时,集射极电压虽未达到稳态击穿电压,但会使电流下降速率、电压上升速率减小,关断

损耗增加。动态雪崩发生后导致局部产生高电流密度的电流丝,引起 IGBT 失效^[52-53],如图 19 所示。

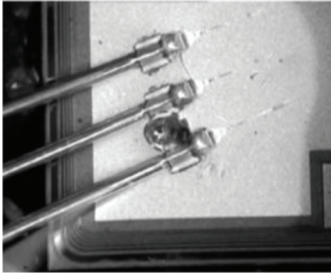


图 19 IGBT 大电流关断动态雪崩击穿现象

Fig. 19 Dynamic avalanche breakdown phenomenon of IGBT turn off under large current

对于动态雪崩击穿的量化评估,目前主要是基于 TCAD 软件仿真,判断是否达到结温安全边界^[54]。由于电流丝是跳动的,该方法难以考虑芯片表面电流密度分布对动态雪崩电学特性的耦合影响,如图 20 所示;通过工艺仿真确定共集电极放大系数对动态雪崩载流子抽取的影响,但对击穿过程还没有具体的量化表征^[55];研究长期处于动态雪崩的 IGBT 关断电流变化规律,但没有给出器件失效边界的量化表征方法^[56]。作者团队也对动态雪崩击穿的建模进行了研究,在器件物理模型基础上,基于雪崩倍增因子对模型边界条件、载流子分布的影响,获得动态雪崩的模型表征,关键电流如式(15)~(16)所示,仿真结果如图 21 所示。

$$I_n(x = W(t)) = M_n \left[(C_{DSJ} + C_{GD}) \frac{dV_{ds}}{dt} - C_{GD} \frac{dV_{GS}}{dt} \right] \quad (15)$$

$$I_p(x = W(t)) = \frac{M_p}{T_d} \left(\frac{I_{CE}}{1+b} + \frac{Q_T}{T_a} + \frac{Q_T}{T_b} \right) \quad (16)$$



(a) $t_1 = 60.20 \mu s$

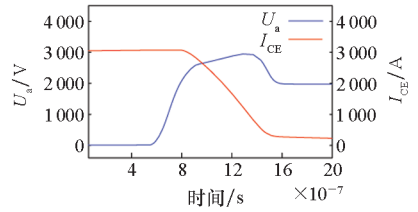
(b) $t_2 = 60.27 \mu s$

图 20 动态雪崩关断电流丝跳动情况^[54]

Fig. 20 Dynamic current filaments at dynamic avalanche^[54]

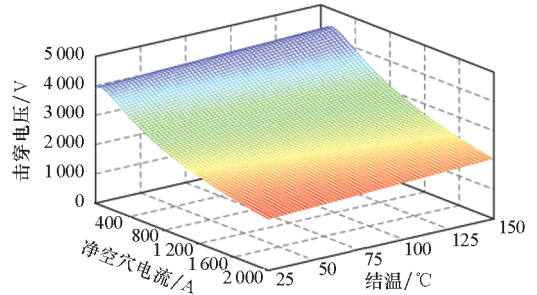
2.1.2 热击穿失效量化表征

功率器件无论在导通稳态、开关瞬态还是截止状态都存在功率损耗。针对单次瞬态大电流脉



(a) 动态雪崩击穿仿真波形

(a) Simulation waveforms of dynamic avalanche



(b) 击穿电压与净空穴电流和结温的关系

(b) Relationship among breakdown voltage, net hole current and knot temperature

图 21 动态雪崩击穿仿真波形及击穿电压变化规律

Fig. 21 Simulation waveforms of dynamic avalanche model and its variation rule

冲,有源区产生的热量全部耗散在芯片,产生温升;而对于连续周期脉冲,需要考虑温度累积效应。材料温升达到热极限,器件将发生热击穿,表现为芯片大面积烧蚀,严重情况伴随键合点的脱落或熔断,如图 22 所示。

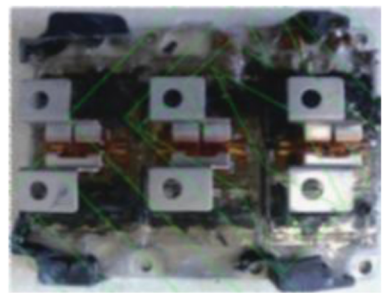
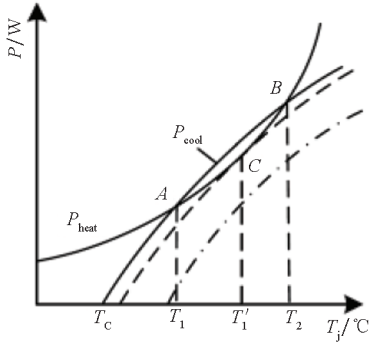


图 22 IGBT 热击穿现象

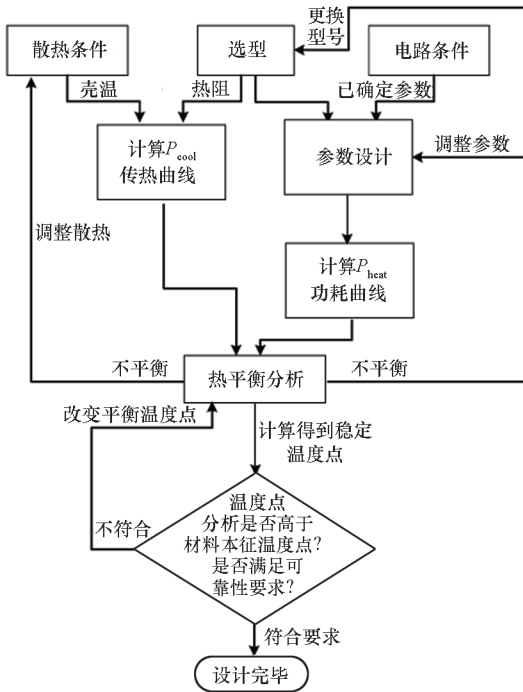
Fig. 22 Thermal breakdown of IGBTs

IGBT 热击穿量化表征方法主要有两类:第一类是基于损耗和数据手册提供的热阻抗曲线计算结温,该方法未考虑温度累积效应,难以从设计角度预测热击穿发生的边界^[57-58]。第二类是基于热平衡的方法^[15],即通过判断器件的产热与散热曲线之间的相对关系,确定器件热击穿的安全边界,如图 23 所示。图 24 则是基于 IGBT 多时间尺度模型对极端条件下的电热特性的仿真,实现其热击穿失效的量化评估。



(a) IGBT 热平衡分析示意图

(a) Diagram of thermal equilibrium analysis

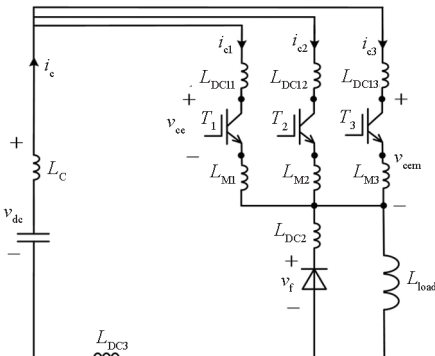


(b) 基于热平衡的 IGBT 热击穿量化评估流程

(b) Thermal breakdown evaluation progress based on thermal equilibrium

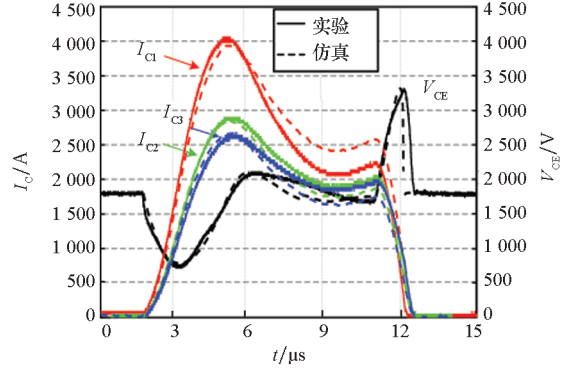
图 23 基于热平衡分析的 IGBT 热击穿量化评估方法^[15]

Fig. 23 Thermal breakdown evaluation method based on thermal equilibrium analysis^[15]



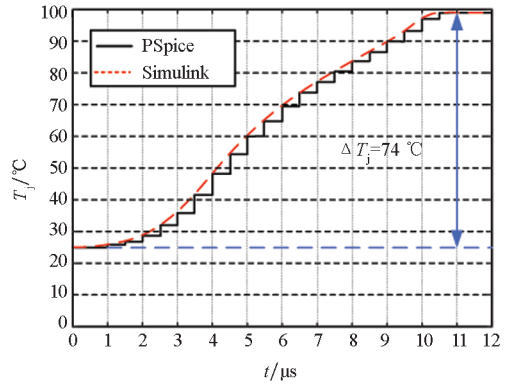
(a) 电路原理图

(a) Circuit scheme



(b) 短路电流波形

(b) Short-circuit current waveform



(c) 端子 1 短路温升波形

(c) Temperature rise of node 1

图 24 IGBT 模块内部 3 个并联功率单元电流等效电路及结果对比

Fig. 24 Simulation and testing results of equivalent circuit of the three parallel power units in the IGBT module

2.2 疲劳失效表征方法

在疲劳失效表征方面,现有研究主要集中在对引起失效的各种外部因素的分析上,通过端口量的变化来反映疲劳程度^[49,59-60]。

作者团队对 IGBT 芯片与封装疲劳失效机理进行了长期的研究,在查明失效特征量随疲劳老化演变规律的基础之上,建立了 IGBT 疲劳失效的量化表征方法。

2.2.1 芯片疲劳失效表征

目前研究发现,芯片疲劳的表征量主要有阈值电压、漏电流和关断时间等。

1) 基于阈值电压的 IGBT 疲劳表征^[59]。当 IGBT 发生疲劳后,栅极界面电荷密度 δQ_{ss} 发生变化,包括可动离子电荷 δQ_m 、界面陷阱电荷 δQ_{it} 和氧化层陷阱电荷 δQ_{ot} ,如式(17)所示。通过式(18)可知, δQ_{ss} 变化引起 IGBT 阈值电压发生变化,通过阈值电压偏离正常值的程度,即可判断

IGBT 疲劳程度。

$$\delta Q_{ss} = \delta Q_m + \delta Q_{it} + \delta Q_{ot} \quad (17)$$

$$V_{th} = -V_{ms} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}} + 2\phi_{FB} + \frac{\sqrt{2\varepsilon_0\varepsilon_{si}qN_{Amax}(2\phi_{FB})}}{C_{ox}} \quad (18)$$

综合阈值电压疲劳特性推导过程,建立 IGBT 阈值电压疲劳表征模型,如图 25 所示,可以计算不同寿命阶段 IGBT 器件的阈值电压。图 26 为阈值电压随应力施加时间的变化规律,其仿真结果表明,随着应力施加时间的不断累积,阈值电压逐渐增大,呈现先快后缓的趋势。

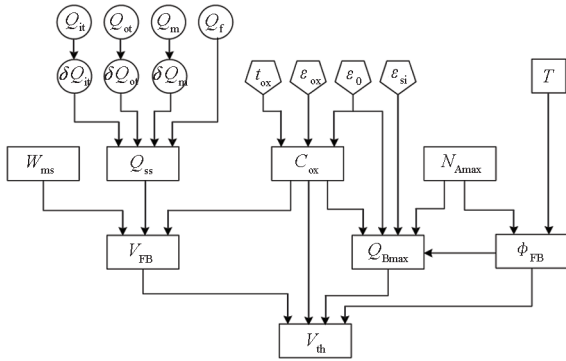


图 25 阈值电压疲劳状态表征模型

Fig. 25 Threshold voltage fatigue model

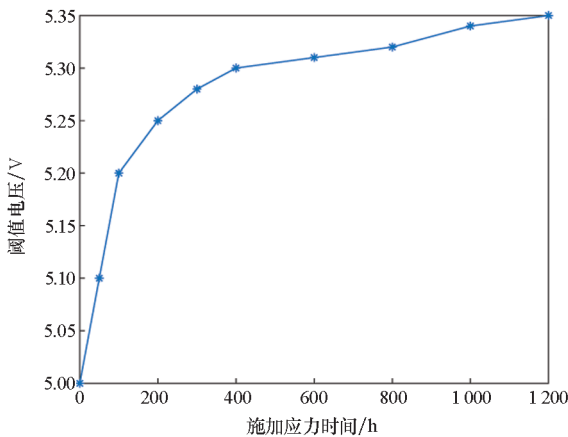


图 26 阈值电压随应力施加时间的变化规律

Fig. 26 Variation of threshold voltage with fatigue time

2) 基于集射极漏电流的 IGBT 疲劳表征^[60]。

当栅极电压小于平带电压时,IGBT 产生疲劳后,发射极界面产生漏电流,随着疲劳程度的加剧,漏电流逐渐增大。当栅极电压大于平带电压而小于阈值电压时,硅材料发生疲劳后,栅极界面状态发生变化,沟道电流随疲劳程度的增大逐渐增大。同时发射极界面漏电流也会增大。因此,可分别建立针对不同阶段的漏电流疲劳状态表征模型,如式(19)所示。不同集射极电压下集射极漏电流随疲劳时间的变化规律如图 27 所示,近似呈线

性增大规律。

$$I_{leak} = \begin{cases} \frac{Aqn_i^2 \sqrt{D_p}}{N_B \sqrt{\tau_p}} + \frac{Aqn_i W}{\tau_{sc}} + I_{leak(em)} & V_g \leq V_{FB} \\ \frac{Aqn_i^2 \sqrt{D_p}}{N_B \sqrt{\tau_p}} + \frac{Aqn_i W}{\tau_{sc}} + I_{mos} + \Delta I_{mos} + I_{leak(em)} & V_{FB} < V_g \leq V_{th} \end{cases} \quad (19)$$

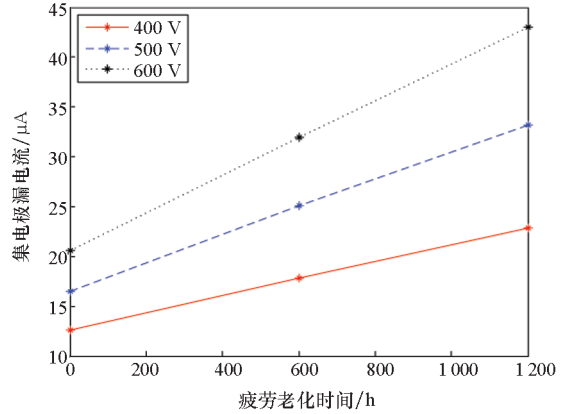


图 27 不同集射极电压下,IGBT 集射极漏电流随疲劳时间的变化规律

Fig. 27 Variation of collector emitter current with fatigue under different collector emitter voltage

3) 基于关断时间的 IGBT 疲劳状态表征。疲劳后阈值电压增大会影响关断时间。因此通过关断时间也可以表征器件的疲劳状态。IGBT 关断时间的定义如下,关断时间随疲劳呈线性关系增大,如图 28 所示。

$$t_{off} = t_{d(off)} + \Delta t + t_f \quad (20)$$

$$t_{d(off)} = R_C (C_{GS} + C_{GD}) \ln \left[\frac{g_{fs} V_{GH}}{g_{fs} V_{GS(th)} + I_{ds(max)}} \right] \quad (21)$$

$$\Delta t = \frac{(V_{DM} - V_{on}) g_{fs} R_C C_{GD}}{I_{ds(max)} + g_{fs} V_{GS(th)}} \quad (22)$$

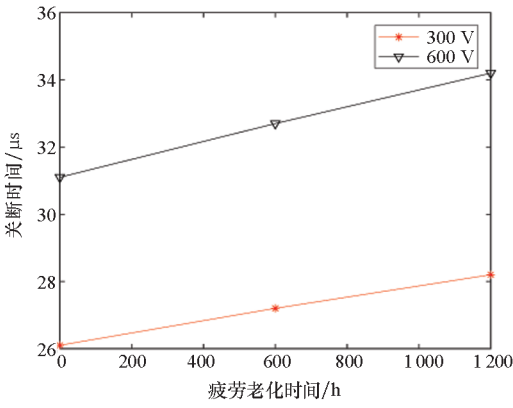
2.2.2 封装疲劳失效表征

目前,对 IGBT 封装疲劳失效研究的报道较多,主要集中在键丝疲劳和焊料层疲劳失效,本质上是电-热-机械应力的作用。基于封装疲劳失效机理的研究结论,表征疲劳程度的特征量主要有热阻和集射极饱和压降等^[49]。

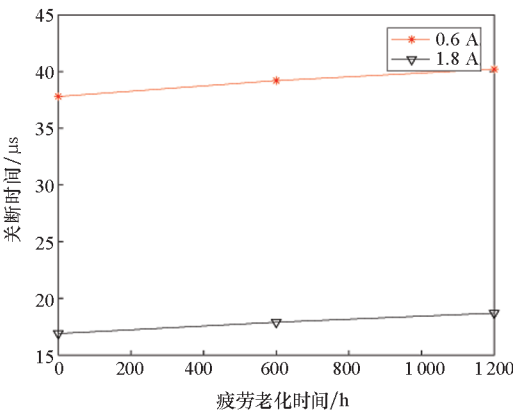
1) 基于热阻的 IGBT 疲劳表征。焊料层疲劳主要表现为空洞的产生和扩展,而空洞率是衡量焊料层空洞水平的重要指标,空洞率增大导致器件传热路径热阻增大。因此,现有研究建立了 IGBT 焊料层空洞随疲劳的变化规律,进一步得到结壳热阻随焊料层疲劳的变化规律,如图 29 所示^[61]。因此,通过热阻的变化可以表征器件的封装疲劳程度。

2) 基于集射极饱和压降的 IGBT 疲劳表征。

射极饱和压降 5 个组成部分随模块疲劳老化进程的变化规律,得出键丝和焊点的压降变化为 IGBT 疲劳压降变化的主要原因,如图 30 所示。基于功率循环实验得到饱和压降随疲劳的变化规律,表现为先缓变后陡变,如图 31 所示。



(a) $I_{CE} = 0.6 \text{ A}$



(b) $U_{CE} = 900 \text{ V}$

图 28 不同电压、电流下关断时间随疲劳时间的变化规律

Fig. 28 Variation of turn off time with fatigue time under different voltage and current

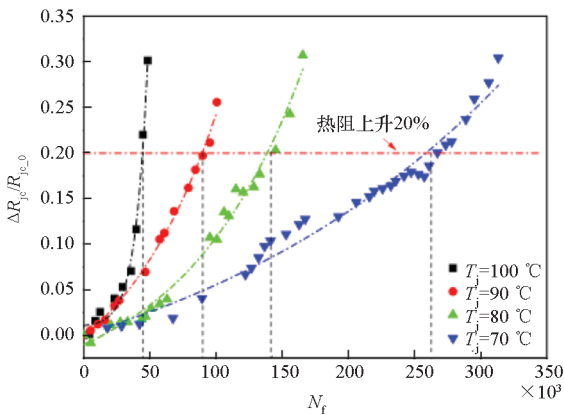


图 29 不同结温波动下模块结壳热阻随功率循环次数的变化曲线

Fig. 29 Variation of junction-to-case thermal resistance with power cycles under different temperature swings

模块的键丝疲劳会产生裂纹、断裂以及焊盘剥离,导致封装等效电阻增大,饱和压降增大。因此,基于饱和压降的变化,可对 IGBT 模块的键丝疲劳状态进行评估。作者团队通过研究 IGBT 模块集

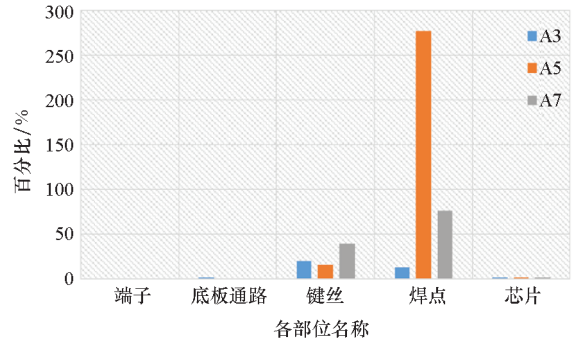


图 30 IGBT 模块各部分压降变化量占初始值的百分比
Fig. 30 Ratio of voltage change to the initial value of each part of IGBTs

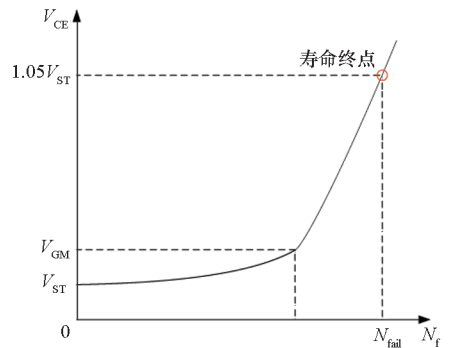


图 31 IGBT 模块饱和压降随功率循环次数的变化规律
Fig. 31 Variation of saturation voltage with power cycles

3 IGBT 组合多速率仿真方法

目前针对功率半导体器件及其组合特性的表征需求,可将其分为路-路耦合^[19-20]、场-场耦合^[21-23]以及场-路耦合^[24]三种仿真方法。从仿真精度、仿真效率以及信息表征全面性三个方面对三种仿真方法进行对比,如表 3 所示,场路耦合的仿真方法更具应用前景。

表 3 IGBT 电热耦合仿真方法对比
Tab. 3 Simulation method comparison of electro-thermal coupling of IGBTs

器件及组合仿真方法	仿真精度	仿真效率	信息表征全面性
路-路耦合	低	高	低:一维
场-场耦合	高	低	高:三维
场-路耦合	高	中	高:三维

场-路耦合仿真构架主要包括三部分^[25-26]: 电路模型 (Simulink)、有限元场模型 (COMSOL) 以及脚本控制 (MATLAB), 如图 32 所示, 通过温度与损耗的相互传递, 实现场-路双向耦合。

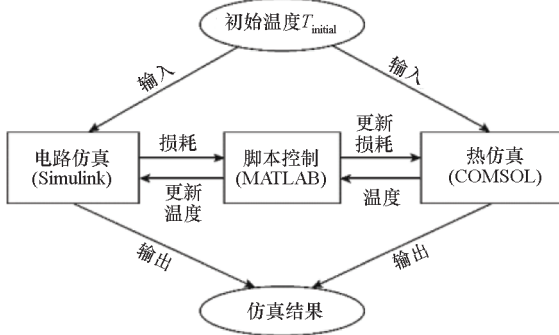


图 32 场-路耦合仿真原理

Fig. 32 Scheme of field-circuit coupling simulation

由于场-路耦合仿真中的电路模型和热场模型存在明显的时间尺度差异, 因此采用多速率仿真策略也是场-路耦合仿真的必然要求。由图 32 可知, 通过灵活调节电路仿真步长、场仿真步长以及场-路之间的数据交换步长, 可在满足仿真精度的基础上尽可能提高仿真效率。

作者团队采用多速率仿真方法有效解决了 IGBT 多物理场仿真中的多时间尺度协调问题: 电路仿真步长纳秒或皮秒级; 热场仿真步长微秒或毫秒级; 然后调节场-路数据交换步长控制仿真效率。以短路和浪涌工况为例实现了器件电气、热场以及应力特性准确表征, 如图 33 ~ 35 所示^[25-26], 仿真效率较单一时间尺度提升两位数。

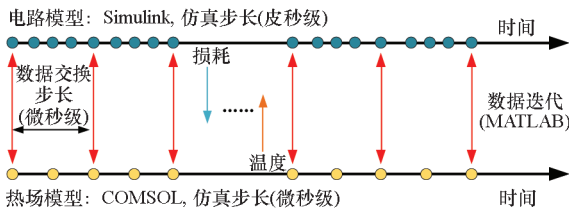
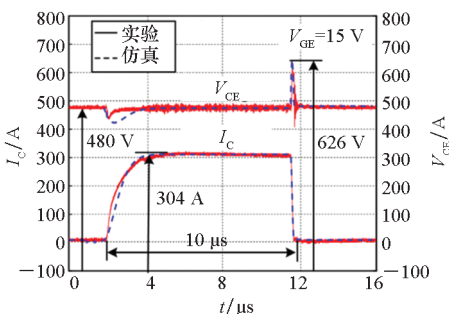


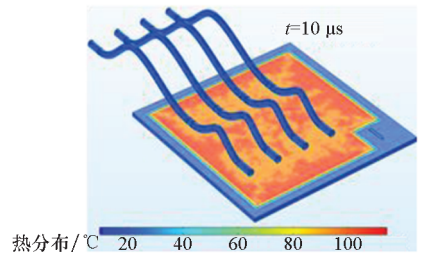
图 33 多速率联合仿真的步长控制方法

Fig. 33 Step control of the multi-rate simulation



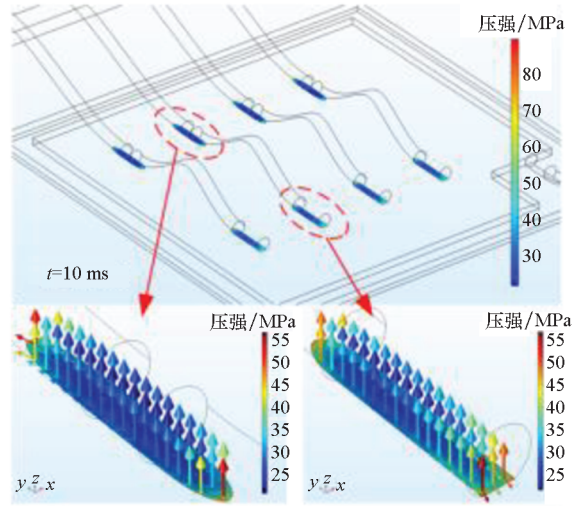
(a) 电气特性

(a) Electrical characteristic



(b) 热分布特性

(b) Thermal distribution characteristic



(c) 应力分布

(c) Stress distribution

图 34 多速率仿真在 IGBT 短路仿真中的应用

Fig. 34 Multi-rate simulation in IGBT

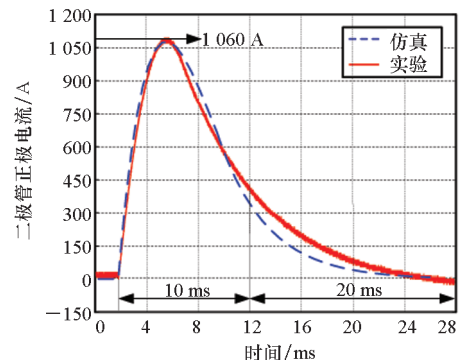
short-circuit simulation

4 器件多时间尺度模型在装置设计中的应用

4.1 电气边界的安全设计

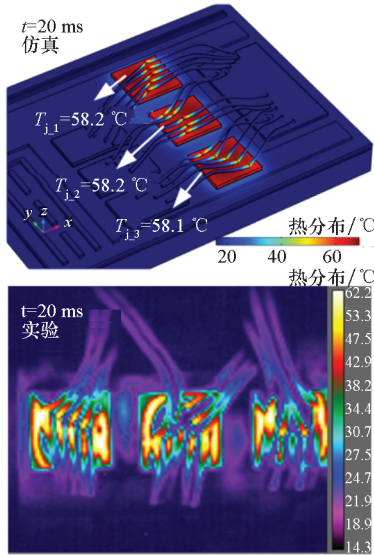
以二极管物理模型在整流装置中的优化设计为例进行说明。

PIN 二极管反向恢复瞬态, 由于电路杂散电感以及变压器漏感的存在, 易产生电压尖峰, 影响



(a) 电气特性

(a) Electrical characteristics



(b) 热分布特性

(b) Thermal distribution characteristic

图 35 多速率仿真在 SiC 二极管组合浪涌仿真下的应用
Fig. 35 Multi-rate simulation in SiC diode surge

器件及安全运行,因此需要吸收电路。目前,吸收电路设计一般是试错或将二极管结电容等效为定电容的方法,工作量大且精度不高。作者团队利用建立的二极管物理模型,提出了基于器件组合仿真的二极管反向恢复尖峰电压 RC 吸收电路最优参数设计方法^[5, 62]。

将整流二极管模型代入图 36 所示的组合电路中进行仿真,得到二极管反向恢复电压尖峰随吸收电阻 R_s 和吸收电容 C_s 的变化规律,如图 37 所示^[62],同时,还要满足 R_s 的损耗要求,得到吸收电路的最优参数。二极管开关瞬态电压尖峰仿真与实验对比情况如图 38 所示,优化前,母线电压为 1 500 V 时,二极管反向恢复尖峰电压已达到 2 073 V,若工作在母线电压为 3 000 V 以下,则尖峰电压将接近器件 4 500 V 耐压值;优化后,母线电压为 3 000 V 时,二极管反向恢复尖峰电

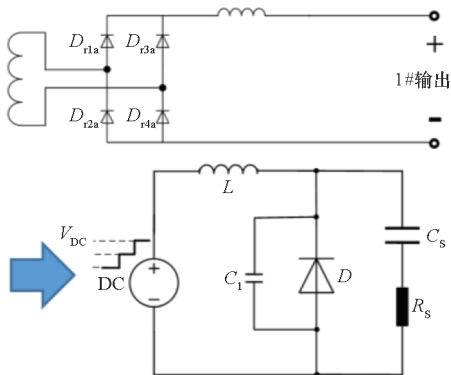


图 36 二极管及吸收电路组合等效仿真电路

Fig. 36 Equivalent circuit of diode and snubber circuit

压降为约 2 500 V,满足器件的安全运行电压范围,实现了电气安全边界的准确评估。

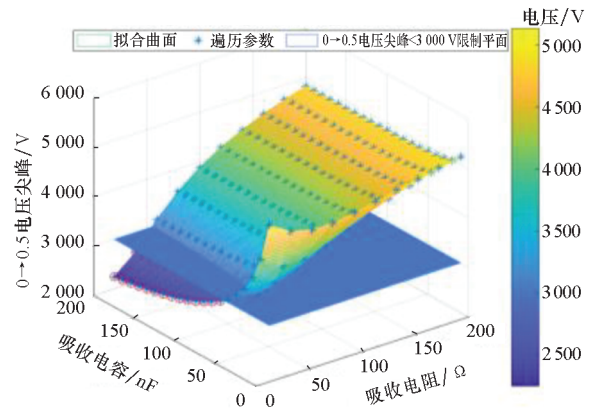
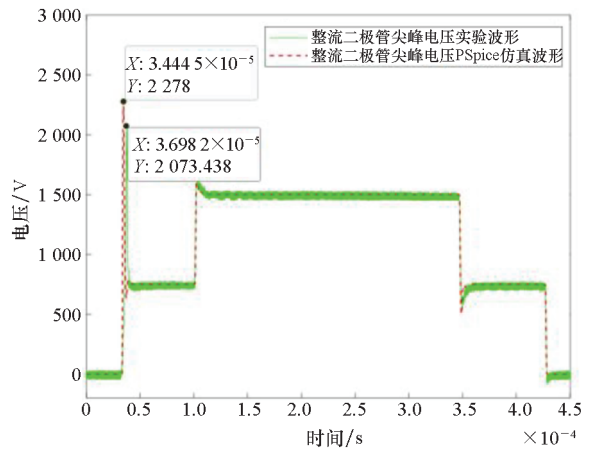


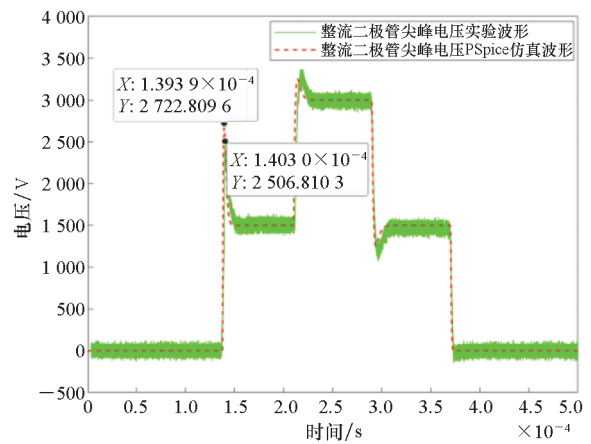
图 37 二极管电压尖峰随吸收参数变化图

Fig. 37 Voltage peak variation of diode with snubber parameters



(a) 优化前: $R_s = 100 \Omega, C_s = 30 \text{ nF}$

(a) Before optimization: $R_s = 100 \Omega, C_s = 30 \text{ nF}$



(b) 优化后: $R_s = 39 \Omega, C_s = 110 \text{ nF}$

(b) After optimization: $R_s = 39 \Omega, C_s = 110 \text{ nF}$

图 38 二极管开关瞬态电压尖峰仿真与实验对比

Fig. 38 Simulation and testing results of transient voltage peak of diode

4.2 基于结温的优化设计

IGBT 器件的损耗是导致结温升高的重要因素,它与母线电压、调制比、驱动电阻、开关频率、基波频率、功率因数等均相关。作者团队基于模块结温与系统参数之间的互动关系,结合多时间尺度结温预测模型,提出了一种基于结温的电力电子器件及系统多目标优化设计方法。

以某型推进变频器为例,IGBT 开关频率较高(4 kHz),开关周期内的结温波动较小,所以采用秒级结温预测模型对可行方案进行仿真分析,如表 4 所示。在保证均流特性的前提下,减小驱动电阻,是降低器件结温、提高装置效率的有效途径。优化后方案 3 较方案 1 的器件最高结温和结温波动均有大幅降低,如图 39 所示。

表 4 某型推进变频器结温优化参数设计方案

Tab. 4 Parameter optimization of device junction temperature in a propulsion converter

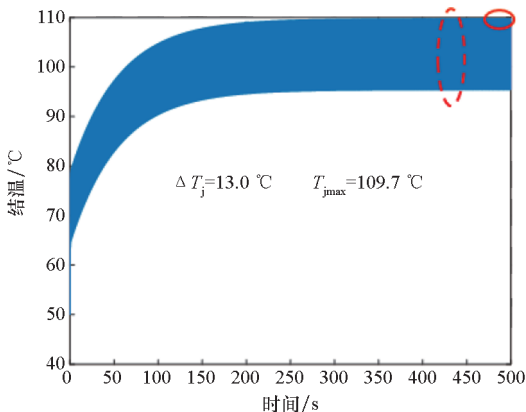
方案	驱动电阻/ Ω	最高结温/ $^{\circ}\text{C}$	结温波动/ $^{\circ}\text{C}$
1	$R_{\text{gon}} = 3, R_{\text{goff}} = 3.5$	109.7	13.0
2	$R_{\text{gon}} = 3, R_{\text{goff}} = 3.0$	105.6	12.1
3	$R_{\text{gon}} = 2, R_{\text{goff}} = 3.0$	98.2	10.0

该方法也在移动变频器上进行了应用,效果如图 40 所示。优化后的 IGBT 最高结温和结温波动均得到了较大幅度的减小。

总体来说,优化后的 IGBT 器件最高结温和结温波动分别减小约 30% 和 41%,对器件的可靠性和寿命提升有重要帮助。

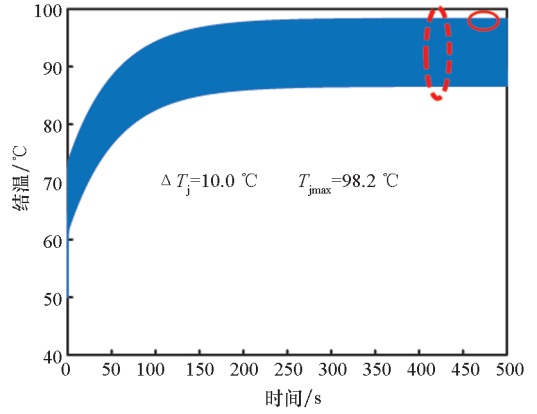
5 结论

电力电子器件及其组合多时间尺度动力学表征方法,为解决现代大容量电力电子混杂系统多



(a) 优化前: $R_{\text{gon}} = 3 \Omega, R_{\text{goff}} = 3.5 \Omega$

(a) Before optimization: $R_{\text{gon}} = 3 \Omega, R_{\text{goff}} = 3.5 \Omega$

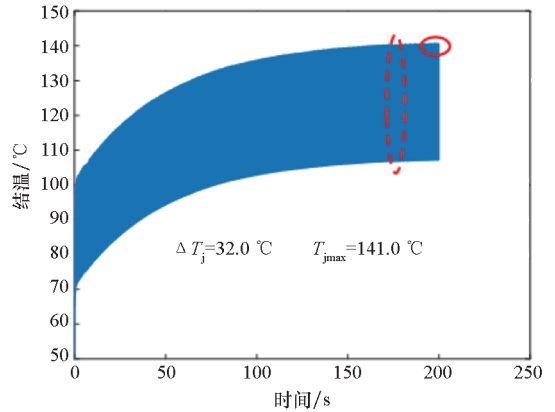


(b) 优化后: $R_{\text{gon}} = 2 \Omega, R_{\text{goff}} = 3 \Omega$

(b) After optimization: $R_{\text{gon}} = 2 \Omega, R_{\text{goff}} = 3 \Omega$

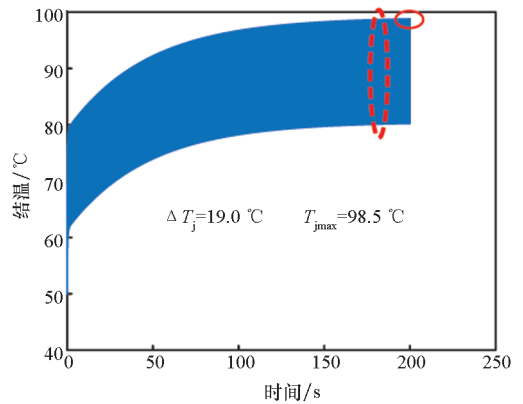
图 39 驱动电阻优化前后 IGBT 结温运行规律

Fig. 39 IGBT junction temperature at different driver resistors



(a) 优化前

(a) Before optimization



(b) 优化后

(b) After optimization

图 40 某移动变频器上的 IGBT 结温优化效果

Fig. 40 IGBT junction temperature of a mobile converter

时间尺度的精确设计难题,提供了关键的器件层面的支撑,有助于提升我国大容量电能变换装置的整体设计水平:

1)多时间尺度电热瞬态建模实现了器件从纳秒至秒级的电热特性准确表征,为器件可靠性以及装置精确设计提供模型基础。

2)基于器件多时间尺度模型,可以实现器件失效分析从定性和半定量向定量的提升,提升器件及装置的可靠性分析水平。

3)多速率仿真方法,可有效解决器件组合多时间尺度特性的仿真问题,为器件和装置的精确设计提供重要的仿真手段。

总的来说,电力电子器件多时间尺度动力学表征是当前电力电子领域的重要研究热点之一,取得了一定成果。后续结合新材料功率半导体器件,在复杂多场耦合与驱动控制的关系、多时空尺度建模以及极端工况下器件的可靠性评估等方面,值得继续深入研究。

参考文献 (References)

[1] SHENG K, WILLIAMS B W, FINNEY S J. A review of IGBT models[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(6): 1250 - 1266.

[2] LUO Y F, XIAO F, LIU B L, et al. A physics-based transient electrothermal model of high-voltage press-pack IGBTs under HVdc interruption[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 5660 - 5669.

[3] 普靖, 罗毅飞, 肖飞, 等. 针对高压 IGBT 的改进瞬态模型[J]. 高电压技术, 2018, 44(2): 448 - 455.
PU Jing, LUO Yifei, XIAO Fei, et al. Improved transient model for high voltage IGBT [J]. High Voltage Engineering, 2018, 44(2): 448 - 455. (in Chinese)

[4] 汪波, 罗毅飞, 刘宾礼, 等. 沟槽栅场终止型 IGBT 瞬态数学模型[J]. 电工技术学报, 2017, 32(12): 50 - 57.
WANG Bo, LUO Yifei, LIU Binli, et al. Transient mathematical model of trench field-stop IGBT [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(12): 50 - 57. (in Chinese)

[5] LI X, LUO Y F, DUAN Y Q, et al. A lumped-charge model for high-power PT-p-i-n diode with a buffer layer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 52 - 61.

[6] LUO Y F, XIAO F, WANG B, et al. A voltage model of p-i-n diodes at reverse recovery under short-time freewheeling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 142 - 149.

[7] 朱庆祥, 罗毅飞, 刘宾礼, 等. 适用于交流装置电路仿真的 IGBT 分段瞬态模型[J]. 高电压技术, 2020, 46(8): 2806 - 2814.
ZHU Qingxiang, LUO Yifei, LIU Binli, et al. Piecewise transient model of IGBT suitable for complex circuit simulation[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(8): 2806 - 2814. (in Chinese)

[8] 施博辰, 赵争鸣, 蒋焯, 等. 功率开关器件多时间尺度瞬态模型(I): 开关特性与瞬态建模[J]. 电工技术学报, 2017, 32(12): 16 - 24.
SHI Bochen, ZHAO Zhengming, JIANG Ye, et al. Multi-time scale transient models for power semiconductor devices

(part I: switching characteristics and transient modeling)[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(12): 16 - 24. (in Chinese)

[9] MA K, BLAABJERG F. Multi-timescale modelling for the loading behaviours of power electronics converter [C]// Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2015: 5749 - 5756.

[10] LIU B L, XIAO F, LUO Y F, et al. A multi-timescale prediction model of IGBT junction temperature [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(3): 1593 - 1603.

[11] WANG H, LISERRE M, BLAABJERG F. Toward reliable power electronics: challenges, design tools, and opportunities [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2013, 7(2): 17 - 26.

[12] BASLER T, PFAFFENLEHNER M, FELSL H P, et al. Switching ruggedness and surge-current capability of diodes using the self-adjusting p emitter efficiency diode concept[J]. IET Circuits, Devices & Systems, 2014, 8(3): 205 - 212.

[13] 汪波, 胡安, 唐勇, 等. IGBT 电压击穿特性分析[J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 145 - 150.
WANG Bo, HU An, TANG Yong, et al. Analysis of voltage breakdown characteristic of IGBT[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(8): 145 - 150. (in Chinese)

[14] 汪波, 罗毅飞, 张烁, 等. IGBT 极限功耗与热失效机理分析[J]. 电工技术学报, 2016, 31(12): 135 - 141.
WANG Bo, LUO Yifei, ZHANG Shuo, et al. Analysis of limiting power dissipation and thermal failure mechanism[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(12): 135 - 141. (in Chinese)

[15] CZERNY B, LEDERER M, NAGL B, et al. Thermo-mechanical analysis of bonding wires in IGBT modules under operating conditions[J]. Microelectronics Reliability, 2012, 52(9/10): 2353 - 2357.

[16] PEDERSEN K B, KRISTENSEN P K, POPOK V, et al. Micro-sectioning approach for quality and reliability assessment of wire bonding interfaces in IGBT modules[J]. Microelectronics Reliability, 2013, 53(9/10/11): 1422 - 1426.

[17] JIA Y J, HUANG Y L, XIAO F, et al. Impact of solder degradation on VCE of IGBT module: experiments and modeling [C]// Proceedings of IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019: 1.

[18] HUANG Y L, DENG H F, LUO Y F, et al. Fatigue mechanism of die-attach joints in IGBTs under low-amplitude temperature swings based on 3D electro-thermal-mechanical FE simulations [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 3033 - 3043.

[19] RICCIO M, CARLI M, ROSSI L, et al. Compact electro-thermal modeling and simulation of large area multicellular Trench-IGBT [C]//Proceedings of the 27th International Conference on Microelectronics, 2010: 379 - 382.

[20] HINGORA N, LIU X Y, FENG Y F, et al. Power-CAD: a novel methodology for design, analysis and optimization of power electronic module layouts [C]//Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2010: 2692 - 2699.

[21] GAO B, YANG F, CHEN M Y, et al. A temperature gradient-based potential defects identification method for IGBT module[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017,

- 32(3): 2227–2242.
- [22] DENG E P, ZHAO Z B, LIN Z K, et al. Influence of temperature on the pressure distribution within press pack IGBTs[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(7): 6048–6059.
- [23] ÖZKOL E, BREM F, LIU C L, et al. Enhanced power cycling performance of IGBT modules with a reinforced emitter contact [J]. *Microelectronics Reliability*, 2015, 55(6): 912–918.
- [24] WU R, IANNUZZO F, WANG H, et al. An Icepak-PSpice co-simulation method to study the impact of bond wires fatigue on the current and temperature distribution of IGBT modules under short-circuit [C]//*Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2014: 5502–5509.
- [25] 贾英杰, 肖飞, 段耀强, 等. MPS 结构 SiC 二极管场路耦合建模及多速率电热联合仿真分析[J]. *中国电机工程学报*, 2019, 39(19): 5585–5594, 5886.
JIA Yingjie, XIAO Fei, DUAN Yaoqiang, et al. Field-circuit coupling modeling and multi-rate electro-thermal co-simulation analysis of merged PiN Schottky SiC diode[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(19): 5585–5594, 5886. (in Chinese)
- [26] JIA Y J, XIAO F, DUAN Y Q, et al. PSpice-COMSOl-based 3-D electrothermal-mechanical modeling of IGBT power module[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2020, 8(4): 4173–4185.
- [27] BRYANT A T, PALMER P R, SANTI E, et al. Review of advanced power device models for converter design and simulation [C]// *Proceedings of IET-UK International Conference on Information and Communication Technology in Electrical Sciences*, 2007: 1–6.
- [28] 张朋. IGBT 模块电气特性建模方法研究[D]. 北京: 中国科学院研究生院, 2012.
ZHANG Peng. Research on the electrical modeling method of IGBT module [D]. Beijing: Graduate University of Chinese Academy of Sciences, 2012. (in Chinese)
- [29] 段耀强, 罗毅飞, 肖飞, 等. 大功率 IGBT 基区物理模型的非准静态建模方法综述[J]. *高电压技术*, 2019, 45(7): 2062–2073.
DUAN Yaoqiang, LUO Yifei, XIAO Fei, et al. Review of non-quasi static modeling method in the base region of high power IGBT[J]. *High Voltage Engineering*, 2019, 45(7): 2062–2073. (in Chinese)
- [30] HEFNER A R, DIEBOLT D M. An experimentally verified IGBT model implemented in the Saber circuit simulator[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1994, 9(5): 532–542.
- [31] KRAUS R, MATTAUSCH H J. Status and trends of power semiconductor device models for circuit simulation[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1998, 13(3): 452–465.
- [32] SHENG K, FINNEY S J, WILLIAMS B W. A new analytical IGBT model with improved electrical characteristics [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1999, 14(1): 98–107.
- [33] COTOROGEA M. Physics-based SPICE-model for IGBTs with transparent emitter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(12): 2821–2832.
- [34] NIKIFOROV A F, UVAROV V B. Special functions of mathematical physics [M]. Boston, MA: Birkhäuser Boston, 1988.
- [35] PALMER P R, SANTI E, HUDGINS J L, et al. Circuit simulator models for the diode and IGBT with full temperature dependent features [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, 18(5): 1220–1229.
- [36] XUE P, FU G C, ZHANG D. Modeling inductive switching characteristics of high-speed buffer layer IGBT [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(4): 3075–3087.
- [37] STROLLO A G M. A new SPICE model of power P-I-N diode based on asymptotic waveform evaluation [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1997, 12(1): 12–20.
- [38] IANNUZZO F, BUSATTO G. Physical CAD model for high-voltage IGBTs based on lumped-charge approach [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(4): 885–893.
- [39] DUAN Y Q, XIAO F, LUO Y F, et al. A lumped-charge approach based physical SPICE-model for high power soft-punch through IGBT [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019, 7(1): 62–70.
- [40] WANG L, LUO Y F, JIA Y J, et al. The quantitative relationships between mismatched parameters and dynamic imbalanced current during IGBT turn-on[C]//*Proceedings of IEEE 3rd International Electrical and Energy Conference*, 2019: 16–21.
- [41] TZOU Y Y, HSU L J. A practical SPICE macro model for the IGBT [C]//*Proceedings of IECON 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 1993: 762–766.
- [42] 陈玉林, 孙驰, 艾胜, 等. 一种中电压大功率 IGBT 模块行为模型[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(4): 25–34.
CHEN Yulin, SUN Chi, AI Sheng, et al. The medium-voltage high power IGBT module behavior model [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(4): 25–34. (in Chinese)
- [43] BLAABJERG F, PEDERSEN J K, SIGURJONSSON S, et al. An extended model of power losses in hard-switched IGBT-inverters [C]//*Proceedings of the IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*, 1996: 1454–1463.
- [44] 陈娜, 李鹏, 江剑, 等. 中高压 IGBT 开关特性的遗传神经网络预测 [J]. *电工技术学报*, 2013, 28(2): 239–247.
CHEN Na, LI Peng, JIANG Jian, et al. Genetic neural network prediction on medium and high voltage IGBT switching performance [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2013, 28(2): 239–247. (in Chinese)
- [45] 邓夷, 赵争鸣, 袁立强, 等. 适用于复杂电路分析的 IGBT 模型[J]. *中国电机工程学报*, 2010, 30(9): 1–7.
DENG Yi, ZHAO Zhengming, YUAN Liqiang, et al. IGBT model for analysis of complicated circuits [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2010, 30(9): 1–7. (in Chinese)
- [46] 徐延明, 赵成勇, 周飞, 等. 适用于电路仿真的 IGBT 模块暂态模型研究[J]. *电源学报*, 2016, 14(3): 28–37.
XU Yanming, ZHAO Chengyong, ZHOU Fei, et al. Research on IGBT module transient model for circuit simulation [J]. *Journal of Power Supply*, 2016, 14(3): 28–37. (in Chinese)
- [47] 林城美, 王公宝, 汪光森, 等. IGBT 开关瞬态实时仿真模型[J]. *海军工程大学学报*, 2017, 29(1): 18–23.

- LIN Chengmei, WANG Gongbao, WANG Guangsen, et al. Real-time simulation model of IGBT switching transient [J]. Journal of Naval University of Engineering, 2017, 29(1): 18-23. (in Chinese)
- [48] 刘宾礼, 罗毅飞, 肖飞, 等. 适用于器件级到系统级热仿真的 IGBT 传热模型 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(13): 1-13.
- LIU Binli, LUO Yifei, XIAO Fei, et al. IGBT thermal model for thermal simulation of device to system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(13): 1-13. (in Chinese)
- [49] LUO Y F, XIAO F, WANG B, et al. Failure analysis of power electronic devices and their applications under extreme conditions [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2016, 2(1): 91-100.
- [50] 陈玉香. 大容量沟槽栅-场截止型 IGBT 本征关断特性和短路强健性研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2019.
- CHEN Yuxiang. Turn-off behavior and short-circuit ruggedness of high-power trench gate/field-stop IGBTs [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2019. (in Chinese)
- [51] 杨文韬. 双极型绝缘栅晶体管终端可靠性的分析 [D]. 成都: 电子科技大学, 2014.
- YANG Wentao. The analysis of the reliability of the junction termination for IGBT [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2014. (in Chinese)
- [52] LU J, TIAN X L, LU S J, et al. Dynamic avalanche behavior of power MOSFETs and IGBTs under unclamped inductive switching conditions [J]. Journal of Semiconductors, 2013, 34(3): 034002.
- [53] BENMANSOUR A, AZZOPARDI S, MARTIN J, et al. Turn-off failure mechanism analysis of punch through trench IGBT under clamped inductive switching operation [C]//Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications, 2007: 1-10.
- [54] LEFRANC P, PLANSON D, MOREL H, et al. Analysis of the dynamic avalanche of punch through insulated gate bipolar transistor (PT-IGBT) [J]. Solid-State Electronics, 2009, 53(9): 944-954.
- [55] RAHIMO M, KOPTA A, EICHER S, et al. A study of switching-self-clamping-mode "SSCM" as an over-voltage protection feature in high voltage IGBTs [C]//Proceedings of the 17th International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC, 2005: 67-70.
- [56] GEISSMANN S, MICHELIS L D, CORVASCE C, et al. Extraction of dynamic avalanche during IGBT turn off [J]. Microelectronics Reliability, 2017, 76/77: 495-499.
- [57] HUANG H, MAWBY P A. A lifetime estimation technique for voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 4113-4119.
- [58] 郑利兵, 韩立, 刘钧, 等. 基于三维热电耦合有限元模型的 IGBT 失效形式温度特性研究 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(7): 242-246.
- ZHENG Libing, HAN Li, LIU Jun, et al. Investigation of the temperature character of IGBT failure mode based on 3D thermal-electro coupling FEM [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(7): 242-246. (in Chinese)
- [59] 刘宾礼, 刘德志, 唐勇, 等. 基于 IGBT 栅极疲劳机理的阈值电压可靠性模型研究 [J]. 电力电子技术, 2015, 49(4): 36-38.
- LIU Binli, LIU Dezhi, TANG Yong, et al. Reliability model research of threshold voltage based on the gate fatigue mechanism of IGBT [J]. Power Electronics, 2015, 49(4): 36-38. (in Chinese)
- [60] 刘宾礼, 肖飞, 罗毅飞, 等. 基于集电极漏电流的 IGBT 健康状态监测方法研究 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 183-193.
- LIU Binli, XIAO Fei, LUO Yifei, et al. Investigation into the health condition monitoring method of IGBT based on collector leakage current [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(16): 183-193. (in Chinese)
- [61] 肖飞, 罗毅飞, 刘宾礼, 等. 焊料层空洞对 IGBT 器件热稳定性的影响 [J]. 高电压技术, 2018, 44(5): 1499-1506.
- XIAO Fei, LUO Yifei, LIU Binli, et al. Influence of voids in solder layer on the temperature stability of IGBTs [J]. High Voltage Engineering, 2018, 44(5): 1499-1506. (in Chinese)
- [62] 王海超, 范学鑫, 杨国润, 等. 三电平移相全桥变换器整流二极管 RC 吸收参数多目标优化设计 [J]. 高电压技术, 2021, 47(1): 159-168.
- WANG Haichao, FAN Xuexin, YANG Guorun, et al. Multi-objective optimization design of RC snubber of rectifier diodes for three-level phase-shifted full-bridge converter [J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(1): 159-168. (in Chinese)